

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-235403  
(43)Date of publication of application :29.08.2000

AE

(51)Int.Cl.

G05B 13/02  
G05B 11/36  
G05D 3/12  
G11B 7/09  
G11B 21/10  
H02P 5/00

BEST AVAILABLE COPY

(21)Application number : 11-039050  
(22)Date of filing : 17.02.1999

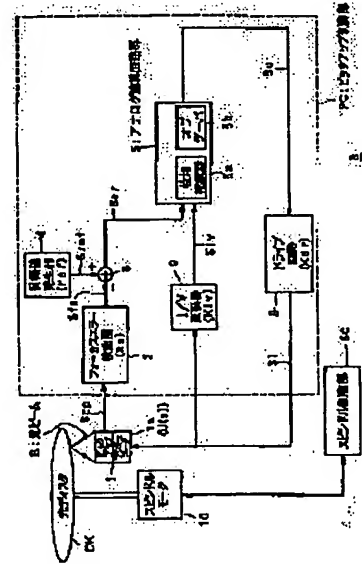
(71)Applicant : PIONEER ELECTRONIC CORP  
(72)Inventor : TATEISHI KIYOSHI

## (54) SERVO CONTROLLER AND SERVO CONTROLLING METHOD

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a servo controller and method for accurately and quickly estimating disturbance, and for accurately realizing servo control even at the time of suppressing disturbance and feedback controlling an object to be controlled by inexpensively and easily constituting servo control system by using an observer whose constitution is simple.

**SOLUTION:** This servo controller is provided with an observer 5b for estimating disturbance to be impressed from the outside part to an object to be controlled in a spring system such as a focus actuator, and for generating disturbance estimate, and the disturbance is compensated based on the disturbance estimate, and the object to be controlled is feedback controlled in this servo controller. The observer 5b estimates the disturbance by using an inner model in an inertial system defined by a characteristic equation including only a second-order term as an inner model indicating the object to be controlled in at least a frequency band with the specific oscillation frequency of the object to be controlled or more.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]  
[Date of sending the examiner's decision of rejection]  
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]  
[Date of final disposal for application]  
[Patent number]  
[Date of registration]  
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of extinction of right]

12.6, 12.11

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2000-235403  
(P2000-235403A)

(43)公開日 平成12年8月29日(2000.8.29)

(51)Int.Cl. <sup>1</sup>	識別記号	F I	テ-マ-ト*(参考)
G 0 5 B 13/02		G 0 5 B 13/02	C 5 D 0 9 6
11/36		11/36	C 5 D 1 1 8
G 0 5 D 3/12	3 0 5	G 0 5 D 3/12	3 0 5 V 5 H 0 0 4
G 1 1 B 7/09		G 1 1 B 7/09	A 5 H 3 0 3
21/10		21/10	L 5 H 5 5 0

審査請求 未請求 請求項の数7 OL (全 19 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願平11-39050

(22) 出願日 平成11年2月17日(1999.2.17)

(71)出願人 000005016

バイオニア株式会社

東京都目黒区目黒1丁目4番1号

(72) 発明者 立石 潔

埼玉県鶴ヶ島市富士見6丁目1番1号 バイオニア株式会社総合研究所内

(74) 代理人 100083839

弁理士 石川 泰男

[最終頁に続く](#)

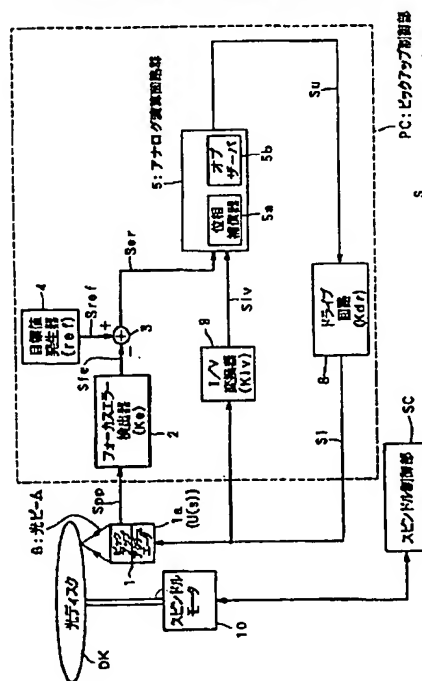
(54) 【発明の名称】 サーボ制御装置及びサーボ制御方法

(57)【要約】

【課題】 簡易な構成を有するオブザーバを用いて安価且つ簡便にサーボ制御系を構成して外乱を抑圧しつつ制御対象をフィードバック制御する場合でも、正確且つ迅速に外乱を推定して正確にサーボ制御することが可能なサーボ制御装置及び方法を提供する。

【解決手段】 フォーカスアクチュエータ等のバネマス系の制御対象に対して外部から印加される外乱を推定し、外乱推定値を生成するオブザーバ５bを備え、当該外乱推定値に基づいて外乱を補償しつつ制御対象をフィードバック制御するサーボ制御装置において、オブザーバ５bは、少なくとも上記制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において、当該制御対象を示す内部モデルとして慣性系の内部モデルを用いて外乱を推定する。

第1 風流形態の情報再生装置の概要構成を示すブロック図



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む特性方程式により定義される制御対象に対して外部から印加される外乱を推定し外乱推定値を生成する外乱推定手段を備え、前記外乱推定値に基づいて前記外乱を補償しつつ前記制御対象をフィードバック制御するサーボ制御装置において、  
前記外乱推定手段は、少なくとも前記制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において、前記制御対象を示す内部モデルとして2次の項のみを含む特性方程式により定義される内部モデルを用いて前記外乱を推定することを特徴とするサーボ制御装置。

【請求項2】 請求項1に記載のサーボ制御装置において、  
前記内部モデルは少なくとも二つの積分手段により実現される内部モデルであると共に、  
当該各積分手段が不完全積分型の積分手段であることを特徴とするサーボ制御装置。

【請求項3】 請求項1又は2に記載のサーボ制御装置において、  
前記外乱推定手段は、二次以上のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタ手段を用いて前記外乱を推定することを特徴とするサーボ制御装置。

【請求項4】 請求項1から3のいずれか一項に記載のサーボ制御装置において、  
前記外乱推定手段は、デジタル的に前記外乱を推定すると共に、  
当該外乱推定手段は、前記制御対象をフィードバック制御する制御手段から出力される現サンプルタイミングにおいてデジタル化された操作量と、前記フィードバック制御系における現サンプルタイミングにおいてデジタル化された制御偏差と、前記外乱推定手段から出力される一サンプルタイミング前の状態変数とに基づいて現サンプルタイミングの前記外乱を推定することを特徴とするサーボ制御装置。

【請求項5】 請求項1から4のいずれか一項に記載のサーボ制御装置において、  
前記制御対象は、光ディスクに対する情報の記録再生時におけるトラッキングサーボ制御を行うトラッキングサーボ制御手段又は当該記録再生時におけるフォーカスサーボ制御を行うフォーカスサーボ制御手段のうち少なくともいずれか一方であることを特徴とするサーボ制御装置。

【請求項6】 二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む特性方程式により定義される制御対象に対して外部から印加される外乱を推定し外乱推定値を生成する外乱推定工程を備え、前記外乱推定値に基づいて前記外乱を補償しつつ前記制御対象をフィードバック制御するサーボ制御方法において、  
前記外乱推定工程においては、少なくとも前記制御対象

の固有振動周波数以上の周波数帯域において、前記制御対象を示す内部モデルとして2次の項のみを含む特性方程式により定義される内部モデルを用いて前記外乱を推定することを特徴とするサーボ制御方法。

【請求項7】 請求項6に記載のサーボ制御方法において、  
前記内部モデルは少なくとも二つの積分工程により実現される内部モデルであると共に、  
当該各積分工程においては不完全積分処理が夫々に為されることを特徴とするサーボ制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む特性方程式により定義される制御対象をフィードバック制御により制御するサーボ制御装置の技術分野に属し、より詳細には、当該制御対象に印加されることが予測される外乱を推定し、当該推定された外乱を補償しつつフィードバック制御を行うサーボ制御装置の技術分野に属する。

【0002】

【従来の技術】近年、制御対象をフィードバック制御する際に、当該制御対象に印加されることが予測される外乱を予め推定し、当該推定された外乱を加味した操作量を当該制御対象に印加することにより当該外乱を補償しつつ制御対象をフィードバック制御することについての研究が盛んに行われている。

【0003】そして、当該外乱を予測するのに好適な方法として近年注目されているのが、いわゆるオブザーバと称される状態観測器である。

【0004】ここで、当該オブザーバについてその原理等を説明する。

【0005】オブザーバは、実際に検出することができない状態（この場合は、外乱が印加された制御対象の状態）を、測定可能な状態から推定するものであり、上述したオブザーバを用いて外乱を推定し補償するフィードバック制御においては、制御対象に印加されることが予測される外乱をオブザーバにより推定し、当該外乱を抑圧するべく当該推定した外乱量に基づいて補正すべき操作量を演算し、その結果を上記フィードバック制御系における操作量に加算しこれを補償するものである。

【0006】次に、オブザーバにおける外乱推定のための処理について、図12を用いて具体的に説明する。なお、図12は、CD（Compact Disk）プレーヤ等のいわゆる光ディスク再生装置に含まれているフォーカスアクチュエータを制御対象とするフォーカスサーボ制御系に対してオブザーバを適用した場合における当該フォーカスサーボ制御系内に形成されるフィードバックサーボループを示すブロック線図である。

【0007】ここで、上記フォーカスアクチュエータとは、光ディスク上に記録されている情報を再生するため

10

20

30

40

50

の光ビームの焦点位置と当該光ディスク内の情報記録面の位置とを一致させるべく、当該光ビームを集光するための対物レンズを当該情報記録面に垂直な方向に駆動するためのアクチュエータである。

【0008】また、当該制御対象としてのフォーカスアクチュエータ（以下、従来の技術の欄において単にアクチュエータと称する。）は、板バネ等の弾性体により当該対物レンズを支持する構成となっており、このような制御対象を示す特性方程式は、一般に、二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含んでいるもので、場合\*10

$$U(s) = A \times \omega_a^2 / (s^2 + 2 \times k_a \times \omega_a \times s + \omega_a^2) \quad \dots (1)$$

となる。ここで、Aはアクチュエータのゲイン (m/Ampere) であり、 $k_a$ はアクチュエータの粘性制動係数であり、 $\omega_a$ はアクチュエータの固有振動周波数 (rad/sec) である。

【0012】次に、当該アクチュエータにおけるフォーカスエラー信号出力のための変換感度（すなわち、上記光ディスク再生装置内のフォトディテクタの感度及びエラー生成増幅器の増幅率により決定される変換感度）を位置検出感度  $K_e$  (Volt/m) として考えると、

【0013】

$$\text{【数2】 } ref - y \times K_e = er \quad \dots (2)$$

と考えることができる。ここで、 $ref$ は対物レンズが位置すべき目標値であり、 $er$ は上記フィードバック制御系における制御偏差である。そして、図12に示すように、上記式(2)によって得られた制御偏差  $er$ は、オブザーバの一方の入力端子へ入力される。

【0014】一方、図12において、操作量（電圧値） $u$ とアクチュエータを駆動するための駆動電流  $i$ との関係は、

【0015】

$$\text{【数3】 } i = K_{dr} \times u \quad \dots (3)$$

となる。ここで、 $K_{dr}$  (Ampere/Volt) は上記駆動電流  $i$  を生成するドライバ（操作量  $u$  により制御される）の電圧／電流変換感度である。そして、この駆動電流  $i$  は、下記式(4)に示すように電流／電圧変換感度が  $K_{iv}$  (Volt/Ampere) である電流／電圧コンバータによって入力電圧  $v$  に変換され、オブザーバの他方の入力端子へ入力される。

【0016】

$$\text{【数4】 } v = K_{iv} \times i \quad \dots (4)$$

ここで、上記電流／電圧変換感度  $K_{iv}$  は、駆動電流  $i$  をオブザーバにフィードバックする上での変換感度に相当するものであり、これはいわゆるリターン抵抗に相当するものである。

【0017】次に、説明を単純化するために、アクチュエータに印加される可能性のある外乱をその位置に対する外乱のみと考える。そして、図12に示すように、その外乱量を  $d$  とすると、

【0018】

\*によっては三次以上の項をも含むものである。なお、当該制御対象を以下、バネマス系の制御対象と称する。

【0009】今、図12において、制御対象  $U(s)$  をアクチュエータとし、制御量  $y$  をアクチュエータにより移動される対物レンズの光ディスクに垂直な方向の位置とする。

【0010】そして、当該アクチュエータの上記特性方程式（伝達関数）を2次遅れ系として示すと、

【0011】

【数1】

$$\text{【数5】 } i \times U(s) + d = y \quad \dots (5)$$

となる。ここで、上記式(2)において、目標値  $ref$  をゼロ ( $ref=0$ ) とすると、

【0019】

$$\text{【数6】 } y \times K_e = -er$$

となるので、上記式(4)より、

【0020】

$$\text{【数7】 } i = v / K_{iv}$$

20  だから、これらにより上記式(5)内の  $i$  及び  $y$  を消去すると、

【0021】

$$\text{【数8】 } (v / K_{iv}) \times U(s) + d = -er / K_e$$

となる。この式を整理すると、外乱量  $d$  は、駆動電流  $i$  に対応してオブザーバに入力される入力電圧  $v$  と制御偏差  $er$  とを用いて以下の式(6)に示すように表すことができる。

【0022】

【数9】

$$30 \quad d = -er / K_e - (v / K_{iv}) \times U(s) \quad \dots (6)$$

ここで、オブザーバの内部をモデル的に示すパラメータを規定値として表すものとし、実際の制御要素と区別するため表示上添え字  $n$  を添付して表す。すなわち、上記位置検出感度  $K_e$  は位置検出感度規定値  $K_{en}$  として表し、電圧／電流変換感度  $K_{dr}$  は電圧／電流変換感度規定値  $K_{drn}$  として表し、電流／電圧変換感度  $K_{iv}$  は電流／電圧変換感度規定値  $K_{ivn}$  として表し、制御対象  $U(s)$  は制御対象規定値（当該制御対象に対応する規定値を一般にオブザーバの内部モデルと称することもある。） $U_n$

40  ( $s$ ) として表す。

【0023】なお、規定値とは、具体的には、例えば光ディスク再生装置内で当該光ディスクを回転させるスピンドルモータのトルク定格値であり、当該光ディスク再生装置の性能表示等に表示されている値を指す。予め当該記載がないときは実験等により同定するか、又は理論計算から算出する必要がある。このとき、当該同定が正確でない場合や経年変化或いは温度変化等により当該規定値と実際の制御要素とは必ずしも等しくはならないものである。

50  【0024】上記式(6)より、各規定値を用いて外乱

dの推定量である推定外乱量dobsは、  
〔0025〕

＊【数10】

＊

$$\text{dobs} = -e_r / K_{en} - (v / K_{ivn}) \times U_n(s) \quad \dots (7)$$

となり、これにより、実際の外乱dを検出することなくオブザーバを用いて入力電圧vと制御偏差e<sub>r</sub>とから推定外乱量dobsを推定算出できることが判る。

〔0026〕なお、図12においては、当該算出された推定外乱量dobsに操作量uから制御量yまでの逆伝達特性(1 / {K<sub>d</sub> × U<sub>n</sub>(s)})を乗じ、更にロバストフィルタR(s)により補正量hに変換し、制御偏差e<sub>r</sub>を位相補償器C(s)により位相補償した量に対して当該補正量hを加算することにより操作量uを生成して外乱dを抑圧する構成となっている。

〔0027〕ところで、上述したようなフォーカスアクチュエータを含む光ディスク再生装置等をいわゆる民生用に構成する場合には、当該オブザーバとしてもなるべく簡易に構成し、その結果として生産コストを下げて価格を低減させることが望まれる。

〔0028〕より具体的には、例えば、いわゆるDSP(Digital Signal Processor)を用いてオブザーバを構成する場合には、その語長については32ビットのものよりも16ビットのものを用いる方が、或いは、その処理形式については浮動小数点型のものよりも固定小数点型のものを用いる方が当該民生用としては好ましい。

〔0029〕

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、当該簡易な構成のオブザーバにより上記バネマス系の制御対象に対応する内部モデルを用いて外乱を推定しようとする、当該内部モデルを定義する特性方程式が上述したように二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含んでいることに起因してその処理に大幅な時間を必要とし、応答周波数の高いアクチュエータが必要な光ディスク装置においては、外乱推定の処理がアクチュエータとしての処理に追従できず効果的な外乱抑制ができない場合があるという問題点があった。

〔0030〕また、上記バネマス系の制御対象に対応する内部モデルをそのまま用いて簡易な構成のオブザーバにより外乱を推定しようとする、当該オブザーバ自体の処理能力が低いことに起因して、誤差を多く含む推定結果しか当該オブザーバから出力されず、この場合も結果として正確性を欠いた外乱抑制しかできない場合があるという問題点もあった。

〔0031〕そこで、本発明は、上記の各問題点に鑑みて為されたもので、その課題は、簡易な構成を有するオブザーバを用いて安価且つ簡便にサーボ制御系を構成し、当該サーボ制御系を用いて外乱を抑圧しつつ制御対象をフィードバック制御する場合でも、正確且つ迅速に外乱を推定して正確に制御対象をサーボ制御することが可能なサーボ制御装置及びサーボ制御方法を提供することにある。

〔0032〕

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するために、請求項1に記載の発明は、二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む特性方程式により定義される制御対象に対して外部から印加される外乱を推定し外乱推定値を生成するオブザーバ等の外乱推定手段を備え、前記外乱推定値に基づいて前記外乱を補償しつつ前記制御対象をフィードバック制御するサーボ制御装置において、前記外乱推定手段は、少なくとも前記制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において、前記制御対象を示す内部モデルとして2次の項のみを含む特性方程式により定義される内部モデルを用いて前記外乱を推定するように構成される。

〔0033〕よって、少なくとも制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において2次の項のみを含む特性方程式により定義される演算の簡単な内部モデルを用いて外乱を推定するので、簡易な構成の外乱推定手段を用いる場合に、二次の項以外の項を含む特性方程式により定義される内部モデルを使用する場合に比して正確且つ迅速に外乱を推定することができる。

〔0034〕上記の課題を解決するために、請求項2に記載の発明は、請求項1に記載のサーボ制御装置において、前記内部モデルは少なくとも積分器等の二つの積分手段により実現される内部モデルであると共に、当該各積分手段が不完全積分型の積分手段であるように構成される。

〔0035〕よって、積分手段として不完全積分型の積分手段を用いるので、完全積分型の積分手段を用いる場合に比してフィードバック制御系の過渡特性を更に向上させることができ、より制御性能を向上させることが可能となる。

〔0036〕上記の課題を解決するために、請求項3に記載の発明は、請求項1又は2に記載のサーボ制御装置において、前記外乱推定手段は、二次以上のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタ等のロバストフィルタ手段を用いて前記外乱を推定するように構成される。

〔0037〕よって、フィードバック制御系において当該内部モデルの不完全性や推定ノイズ等が存在する場合においても、より正確に外乱を推定することができる。

〔0038〕上記の課題を解決するために、請求項4に記載の発明は、請求項1から3のいずれか一項に記載のサーボ制御装置において、前記外乱推定手段は、ディジタル的に前記外乱を推定すると共に、当該外乱推定手段は、前記制御対象をフィードバック制御するDSP等の制御手段から出力される現サンプルタイミングにおいてディジタル化された操作量と、前記フィードバック制御

系における現サンプルタイミングにおいてデジタル化された制御偏差と、前記外乱推定手段から出力される一サンプルタイミング前の状態変数とに基づいて現サンプルタイミングの前記外乱を推定するように構成される。

【0039】によって、より正確に外乱を推定することができる。

【0040】上記の課題を解決するために、請求項5に記載の発明は、請求項1から4のいずれか一項に記載のサーボ制御装置において、前記制御対象は、光ディスクに対する情報の記録再生時におけるトラッキングサーボ制御を行うトラッキングサーボ制御手段又は当該記録再生時におけるフォーカスサーボ制御を行うフォーカスサーボ制御手段のうち少なくともいずれか一方であるように構成される。

【0041】によって、簡易且つ安価な構成でより正確に外乱を抑圧しつつ高精度でトラッキングサーボ制御又はフォーカスサーボ制御におけるフィードバック制御を行うことができる。

【0042】上記の課題を解決するために、請求項6に記載の発明は、二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む特性方程式により定義される制御対象に対して外部から印加される外乱を推定し外乱推定値を生成する外乱推定工程を備え、前記外乱推定値に基づいて前記外乱を補償しつつ前記制御対象をフィードバック制御するサーボ制御方法において、前記外乱推定工程においては、少なくとも前記制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において、前記制御対象を示す内部モデルとして2次の項のみを含む特性方程式により定義される内部モデルを用いて前記外乱を推定するように構成される。

【0043】によって、少なくとも制御対象の固有振動周波数以上の周波数帯域において2次の項のみを含む特性方程式により定義される演算の簡単な内部モデルを用いて外乱を推定するので、簡易な構成の外乱推定手段を用いる場合に、二次の項以外の項を含む特性方程式により定義される内部モデルを使用する場合に比して正確且つ迅速に外乱を推定することができる。

【0044】上記の課題を解決するために、請求項7に記載の発明は、請求項6に記載のサーボ制御方法において、前記内部モデルは少なくとも二つの積分工程により実現される内部モデルであると共に、当該各積分工程においては不完全積分処理が夫々に為されるように構成される。

となる。ここで、Aは例えばアクチュエータのゲイン(m/Ampere)であり、kは例えばアクチュエータの粘性制動係数であり、waは例えばアクチュエータの固有振動周波数(rad/sec)である。

【0052】一方、慣性系の制御対象の伝達特性を示す伝達関数は、一般には、二次の項のみを用いて以下ように定義される。

\*【0045】によって、積分工程において不完全積分型の積分を行うので、完全積分型の積分を行う場合に比してフィードバック制御系の過渡特性を更に向上させることができ、より制御性能を向上させることが可能となる。

【0046】

【発明の実施の形態】次に、本発明に好適な実施形態について、図面に基づいて説明する。

【0047】なお、以下に説明する各実施形態は、上述したオブザーバを含むフィードバック制御系により当該光ビームに対するフォーカスサーボ制御及びトラッキングサーボ制御を行いつつ光ディスク上に記録されている情報を再生する情報再生装置に対して本発明を適用した場合の実施形態である。

#### (1) 本発明の原理

始めに、具体的な実施形態を説明する前に、本発明の原理について、図1乃至図3を用いて説明する。

【0048】なお、図1はバネマス系の制御対象及び本発明に係る慣性系の制御対象の夫々について、それらの伝達特性(利得の周波数特性(図1(a))及び位相の周波数特性(図1(b)))を示したグラフ図であり、図2は制御対象及びオブザーバの内部モデルを共に慣性系とした場合の、フィードバック制御系における当該制御対象に印加されることが予測される外乱から制御偏差までの間の伝達特性(利得の周波数特性(図2(a))及び位相の周波数特性(図2(b)))を示したグラフ図であり、図3は制御対象をバネマス系としオブザーバの内部モデルを慣性系の内部モデルとした場合の、フィードバック制御系における当該制御対象に印加されることが予測される外乱から制御偏差までの間の伝達特性(利得の周波数特性(図3(a))及び位相の周波数特性(図3(b)))を示したグラフ図である。

【0049】ここで、慣性系とは、その特性方程式が二次の項のみを含んで定義される系をいう。

【0050】バネマス系の制御対象(後述する各実施形態においては、フォーカスアクチュエータ又はトラッキングアクチュエータ(以下、これらを纏めてアクチュエータと称する。))の伝達特性は、一般には、二次遅れ系に近似して定義される。すなわち、バネマス系の制御対象に対応する伝達関数は以下の式のようになる。

【0051】

【数11】

\*

$$U(s) = A \times wa^2 / (s^2 + 2 \times k \times wa \times s + wa^2) \quad \dots (8)$$

【0053】

$$【数12】 U(s) = A \times wa^2 / s^2 \quad \dots (9)$$

次に、上記式(8)及び(9)により示されるバネマス系の制御対象及び慣性系の制御対象夫々の伝達特性について検討する。

【0054】図1に示すように、アクチュエータの固有振動周波数waよりも高い周波数帯域において、バネマス

系の制御対象の伝達特性と慣性系の制御対象の伝達特性とは良く一致していることが判る。これにより、当該固有振動周波数 $\omega_a$ よりも高い周波数帯域においては、バネマス系の制御対象 $U(s)$ に印加される可能性のある外乱を慣性系の内部モデルを有するオブザーバにより推定することができることとなる。

【0055】更に、当該バネマス系の制御対象に対して印加される外乱が加速度外乱のみであると仮定し、その外乱 $disa$ から制御偏差 $er$ までの伝達特性について検討する。

【0056】なお、当該伝達特性はオブザーバによる外乱抑圧特性を示すものであり、図2(a)及び図3

(a)において0dB未満の各グラフ上の点から0dB線までの距離が外乱抑圧量を示しており、この距離が長いほど外乱抑圧特性が優れていると言える。

【0057】図2(a)及び図3(a)を相互に比較すると、アクチュエータの固有振動周波数 $\omega_a$ より低い周波数帯域では両者に差があり、制御対象とオブザーバ内の制御対象の内部モデルが完全に一致している場合(図2の場合)の方が固有振動周波数 $\omega_a$ の近傍より低い周波数帯域では抑圧特性が優れていることが判る。

【0058】しかしながら、固有振動周波数 $\omega_a$ の近傍より高い周波数帯域では図2と図3との間でほとんど差がない。

【0059】ここで、光(又は光磁気)ディスクのフォーカスサーボ制御又はトラッキングサーボ制御における外乱の主成分は、当該光ディスクの回転に起因する加速度外乱であり、上記固有振動周波数 $\omega_a$ より高い周波数成分を多く含んでいることが判っている。

【0060】他方、固有振動周波数 $\omega_a$ より低い周波数成分の外乱はフィードバック制御におけるループ内に通常含まれている位相補償器によりサーボ制御動作に影響の無い程度まで抑圧することか可能であり、問題とならない場合が多い。これに対して、固有振動周波数 $\omega_a$ より高い周波数成分の外乱は上記位相補償器では十分に抑圧することができず、実際の製品化に当たっても問題となる場合が多い。

【0061】以上の事実より、オブザーバ内の内部モデルを単純化して慣性系の内部モデルを用いることによりバネマス系の制御対象との間でそれらの特性方程式が一致しなくなったとしても、アクチュエータの固有振動周波数 $\omega_a$ より高い周波数成分の外乱抑圧特性を向上させることが可能となるのである。

【0062】そこで、本発明では、バネマス系の制御対象であるアクチュエータに対する外乱をオブザーバを用いて推定しこれを抑圧しつつ各アクチュエータをフィードバック制御する場合に、当該オブザーバにおける外乱推定のための内部モデルとして慣性系の内部モデルを用いて当該推定処理を簡略化することにより、オブザーバとして語長の短いものや固定小数点型のものを用いて

も、正確且つ迅速に外乱を推定することができるようにしている。

#### (II) 第1実施形態

次に、本発明に係る第1実施形態について、図4及び図5を用いて説明する。ここで、以下に説明する第1実施形態は、上記情報再生装置におけるピックアップ内のフォーカスサーボ制御を行うピックアップ制御部における処理に対して本発明を適用した場合の実施形態である。

【0063】始めに、第1実施形態に係る情報再生装置の構成について、図4を用いて説明する。なお、図4は第1実施形態に係る情報再生装置の概要構成を示すブロック図である。

【0064】図4に示すように、第1実施形態の情報再生装置Sは、ピックアップ1と、ピックアップ制御部PCと、スピンドルモータ10と、スピンドル制御部SCと、により構成されている。

【0065】また、ピックアップ制御部PCは、フォーカスエラー検出器2と、減算器3と、目標値発生器4と、アナログ演算器群5と、ドライブ回路8と、I-V(電流-電圧)変換器9と、により構成されている。

【0066】このとき、アナログ演算器群5内には、位相補償器5a及び外乱推定手段としてのオブザーバ5bが含まれているが、当該位相補償器5a及びオブザーバ5bは、当該アナログ演算器5に含まれる複数の演算増幅器及び抵抗並びにコンデンサ等が相互に動作することにより当該アナログ演算器群5の機能として実現されるものである。このとき、当該オブザーバ5b及び位相補償器5aを夫々独立した回路として実現してもよい。

【0067】なお、図4は、情報再生装置Sのうち本発明に係るサーボ制御に関する部分のみを記載したものであり、実際の情報再生装置S内には、図4に示す各部材の他に、ピックアップ1からの検出信号に基づいて光ディスクDK上に記録されている情報を再生する再生処理部や、情報再生装置Sの動作状態を表示する表示部或いは情報再生装置Sに実行させる処理を入力する操作部等が含まれている。

【0068】一方、ピックアップ1内には、図示しない対物レンズを光ディスクDKの情報記録面に垂直な方向に移動させて実際にフォーカスサーボ制御を行うアクチュエータ1aが含まれている。

【0069】次に、概要動作を説明する。

【0070】まず、ピックアップ1は、上記トラッキングサーボ制御及び後述する駆動信号Siに基づくフォーカスサーボ制御を行いつつ光ディスクDKにおける情報記録面に対して光ビームBを照射し、その反射光を図示しないフォトディテクタ等により受光して検出信号Sppを生成し、フォーカスエラー検出器2へ出力する。このとき、当該アクチュエータ1aが後述するブロック線図における制御対象(バネマス系の制御対象)U(s)に相当する。



【0071】次に、フォーカスエラー検出器2は、検出信号 $S_{pp}$ に基づいて当該光ビームBの焦点位置と上記情報記録面の位置との当該情報記録面に垂直な方向のずれを示すフォーカスエラー信号 $S_{fe}$ を生成し、減算器3の一方の端子に出力する。このとき、当該フォーカスエラー検出器2におけるエラー信号検出感度（すなわち、対物レンズの位置が単位距離だけ移動したときに変化するフォーカスエラー検出器2の出力電圧値）が後述するブロック線図における位置検出感度 $K_e$  (Volt/m) に相当する。

【0072】また、フォーカスエラー検出器2におけるフォーカスエラー検出方法としては、例えば、いわゆるSSD (Spot Size Detection) 法又は非点収差法等が用いられる。

【0073】これと並行して、目標値発生器4は、対物レンズが位置すべき位置（すなわち、光ビームBの集光位置が当該情報記録面上となるために対物レンズが位置すべき情報記録面に垂直な方向の位置）を示す目標値信号 $S_{ref}$ を生成して出力する。このとき、当該目標値信号 $S_{ref}$ が後述するブロック線図における目標値 $ref$ に相当する。

【0074】そして、減算器3は、目標値信号 $S_{ref}$ の値からフォーカスエラー信号 $S_{fe}$ の値を減算して得られる光ビームBの集光位置に関する位置偏差（この位置偏差が後述するブロック線図における制御偏差 $er$ に相当する。）を示す偏差信号 $S_{er}$ を生成し、アナログ演算器群5へ出力する。

【0075】次に、アナログ演算器群5は、偏差信号 $S_{er}$ 及び後述する駆動電圧信号 $S_{iv}$ に基づいた後述する位相補償器5a及びオブザーバ5bの動作により、ドライブ回路8を駆動するための操作信号 $S_u$ を生成してドライブ回路8に出力する。このとき、当該アナログ演算器群5は、ラプラス演算子 $(s)$ に基づくその伝達特性に従って上記位相補償器5a及びオブザーバ5bとしての機能を発揮する。

【0076】そして、ドライブ回路8は、電圧信号である操作信号 $S_u$ を増幅すると共にその電圧値に対応する電流値を有する駆動信号 $S_i$ （この駆動信号 $S_i$ が後述するブロック線図における駆動電流 $i$ となる。）を生成し、アクチュエータ1aに出力してこれを駆動して対物レンズを移動させると共に、I-V変換器9へ出力する。このとき、当該ドライブ回路8の変換感度（すなわち、操作信号 $S_u$ における単位電圧に対応する駆動信号 $S_i$ の電流値）が後述するブロック線図におけるドライブ回路8の変換感度 $K_{dr}$  (Ampere/Volt) となる。

【0077】更に、I-V変換器9は、駆動信号 $S_i$ の電流値を電圧値に変換し、上記駆動電圧信号 $S_{iv}$ としてアナログ演算器群5へ出力する。このとき、当該I-V変換器9の変換感度（すなわち、駆動信号 $S_i$ における単位電流に対応する駆動電圧信号 $S_{iv}$ の電圧値）が後述

するブロック線図におけるI-V変換器9の変換感度 $K_{iv}$  (Volt / Ampere) となる。

【0078】次に、上述した構成を有するピックアップ制御部PC及びアクチュエータ1aを含む制御系における本発明に係るフィードバック制御について、図5を用いて説明する。

【0079】なお、図5はオブザーバを示す内部ブロック線図を含むと共にピックアップ制御部PC及びアクチュエータ1aを含む制御系におけるフィードバック制御の全体を示すブロック線図である。また、図5において、図12に示す従来のフィードバック制御系における各制御要素と同一の制御要素については、同一の符号を用いて細部の説明は省略する。

【0080】まず、第1実施形態においては、制御対象 $U(s)$ はアクチュエータ1aであるので、制御量 $y$ は当該アクチュエータ1aにより移動される対物レンズの情報記録面に垂直な方向の位置となる。

【0081】今、当該アクチュエータ1aの伝達関数は上記式(8)のように2次遅れ系として近似できる。

【0082】一方、上記フォーカスエラー検出器2におけるフォーカスエラー信号検出感度としての位置検出感度を上述したように $K_e$  (Volt/m) とすると、

【0083】

$$\text{【数13】 } ref - y \times K_e = er \quad \dots (10)$$

となる。ここで、 $er$ は上述したように制御偏差であり $ref$ は目標値である。そして、上記(10)式により得られた制御偏差 $er$ は、オブザーバ5bの一方の入力端子に入力される。

【0084】他方、操作量 $u$ と駆動電流 $i$ の関係は、ドライブ回路8における電圧電流変換感度を $K_{dr}$  (Ampere/Volt) とすると、

【0085】

$$\text{【数14】 } i = K_{dr} \times u \quad \dots (11)$$

となる。そして、この駆動電流 $i$ は、電流/電圧変換感度が $K_{iv}$  (Volt/Ampere) であるI-V変換器9によって入力電圧 $v$ に対応する駆動電圧信号 $S_{iv}$ に変換され、オブザーバ5bの他方の入力端子へ入力される。すなわち、

【0086】

$$\text{【数15】 } v = K_{iv} \times i \quad \dots (12)$$

ここで、第1実施形態のオブザーバの具体例としては、図5にブロック線図で示すように、 $k_1$ 乃至 $k_5$ の係数を夫々発生する係数器と、積分手段としての第1及び第2の二つの積分器と、三つの加減算器と、により構成されるものが用いられており、上記制御偏差 $er$ 及び上記入力電圧 $v$ を入力とすることにより外乱を推定し、上記操作量 $u$ に加算することにより当該操作量 $u$ を補正するための補正量 $h$ を生成する。

【0087】より具体的には、先ず、入力電圧 $v$ に対し係数 $k_4$ を乗じたものから、第2積分器から出力され



る推定位置 $y_n$ に係数 $k_3$ を乗じたものと制御偏差 $e_r$ とを加算したものに係数 $k_1$ を乗じたものが減算され、その減算結果が第1積分器に入力される。

【0088】次に、第1積分器の出力から、第2積分器から出力される推定位置 $y_n$ に係数 $k_3$ を乗じたものと制御偏差 $e_r$ とを加算したものに係数 $k_2$ を乗じたものが減算され、その減算結果が第2積分器に入力される。

【0089】そして、第2積分器の出力である上記推定位置 $y_n$ に係数 $k_3$ を乗じたものが上記制御偏差 $e_r$ との加算に供される。

【0090】その後、上記推定位置 $y_n$ に係数 $k_3$ を乗じたものと制御偏差 $e_r$ との加算結果に係数 $k_5$ を加算したものが、加速度外乱 $disa$ を補償するオブザーバ5bの出力である補正量 $h$ として位相補償器の出力信号に加算される。

【0091】次に、アクチュエータ1a（制御対象U

$$(e_r + y_n \times k_3) \times k_5 = h \quad \dots (14)$$

$$[ \{ K_{iv} \times i \times k_4 - (e_r + y_n \times k_3) \times k_1 \} \times (1/s) - (e_r + y_n \times k_3) \times k_2 ] \times (1/s) = y_n \quad \dots (15)$$

である。ここで、上記式(11)及び(13)より、

【0096】

【数18】

$$y = (K_{dr} \times u + disa) \times U(s) \quad \dots (13a)$$

更に、目標値 $ref$ を「0」とすると、上記式(10)より、

$$-y \times K_e = e_r \quad \dots (10a)$$

この式を上記式(14)に代入すると、

【0097】

$$【数19】 (-y \times K_e + y_n \times k_3) \times k_5 = h$$

この式を変形して、

【0098】

$$【数20】 y_n \times k_3 = h/k_5 + y \times K_e \quad \dots (14a)$$

そして、この式と上記式(10a)を共に式(15)に※

$$K_{iv} \times k_4 \times K_{dr} \times u = (h/k_5 + y \times K_e) \times s^2/k_3 + (h/k_5) \times k_2 \times s + (h/k_5) \times k_1 \quad \dots (15a)$$

ここで、仮に位相補償器C(s)のループをオフとし、

補正量 $h$ のみを用いて外乱 $disa$ を抑圧する場合を考え、

位相補償器C(s)の出力 $e$ を零とすると、

【0102】

$$【数24】 e = e_r \times C(s) \quad \dots (16)$$

であるので、

$$K_{iv} \times k_4 \times K_{dr} = \{ 1/(k_3 \times k_5) + (K_e/k_3) \times y/u \} \times s^2 + (k_2/k_5) \times s + (k_1/k_5) \quad \dots (15b)$$

この式と上記式(13a)により $y$ を消去して整理する

と、

$$K_{iv} \times k_4 \times K_{dr} = s^2 / (k_3 \times k_5) + (K_e/k_3) \times K_{dr} + disa/u \times U(s) \times s^2 + (k_2/k_5) \times s + (k_1/k_5)$$

$$K_{dr} \times (K_{iv} \times k_4 - U(s) \times s^2 \times K_e/k_3) - (K_e/k_3) \times (disa/u) \times U(s) \times s^2 = (s^2/k_3 + k_2 \times s + k_1) / k_5 \quad \dots (15c)$$

ここで、式(15c)の左辺において、制御対象U

\*(s))に加速度性外乱 $disa$ が加わったと仮定すると、制御量 $y$ は、

【0092】

$$【数16】 y = (i + disa) \times U(s) \quad \dots (13)$$

となる。

【0093】次に、各積分器を示す伝達特性を共に $1/s$ とし、図5に示す第2積分器の出力をアクチュエータ1aの推定位置 $y_n$ (このとき、当該推定位置 $y_n$ に上記加速度外乱 $disa$ が含まれていることとなる。)として、

10 本発明のオブザーバ5bの動作を実現するための上記各係数 $k_1$ 乃至 $k_5$ の値について検討する。

【0094】今、図5のブロック線図で示されるオブザーバ5bにおいて、

【0095】

【数17】

20 ※代入すると、

【0099】

$$【数21】 [ \{ K_{iv} \times i \times k_4 - (-y \times K_e + h/k_5 + y \times K_e) \times k_1 \} \times (1/s) - (-y \times K_e + h/k_5 + y \times K_e) \times k_2 ] \times (1/s) = (h/k_5 + y \times K_e) / k_3$$

上式の両辺を $s^2$ 倍して整理すると、

【0100】

$$【数22】 K_{iv} \times i \times k_4 - (h/k_5) \times k_1 - (h/k_5) \times k_2 \times s = (h/k_5 + y \times K_e) \times s^2 / k_3$$

30 この式と上記式(11)を用いて $i$ を消去し整理すると、

【0101】

【数23】

☆【0103】

$$【数25】 u = e + h \quad \dots (17)$$

この式(17)より、 $e=0$ のときは $u=h$ となるので、上記式(15a)を $1/u$ 倍すると、

40 【0104】

☆【数26】

$$K_{iv} \times k_4 \times K_{dr} = \{ 1/(k_3 \times k_5) + (K_e/k_3) \times y/u \} \times s^2 + (k_2/k_5) \times s + (k_1/k_5) \quad \dots (15b)$$

☆【0105】

☆【数27】

$$K_{iv} \times k_4 \times K_{dr} = s^2 / (k_3 \times k_5) + (K_e/k_3) \times K_{dr} + disa/u \times U(s) \times s^2 + (k_2/k_5) \times s + (k_1/k_5)$$

$$K_{dr} \times (K_{iv} \times k_4 - U(s) \times s^2 \times K_e/k_3) - (K_e/k_3) \times (disa/u) \times U(s) \times s^2 = (s^2/k_3 + k_2 \times s + k_1) / k_5 \quad \dots (15c)$$

ここで、式(15c)の左辺において、制御対象U

50 (s)を示すオブザーバ5b内の内部モデル $U_n(s)$

をバネマス系から慣性系に変更して近似すると、

【0106】

【数28】  $U_n(s) = A \times wa^2 / s^2 \dots (9a)$

とし、式(15c)において  $U(s) \approx U_n(s)$  とし \*

$$Kdr \times (Kiv \times k4 - A \times wa^2 \times Ke / k3) - (Ke / k3) \times (disa / u) \times A$$

$$\times wa^2 = (s^2 / k3 + k2 \times s + k1) / k5 \dots (15d)$$

更に、式(15d)の左辺第1項において、

【0108】

【数30】

$$Kiv \times k4 - A \times wa^2 \times Ke / k3 = 0 \dots (18)$$

$$k4 = 1 / Kiv \dots (19)$$

とすると、

【0109】

$$【数31】 k3 = A \times wa^2 \times Ke \dots (20)$$

となり、結局、上記式(15d)は

【0110】

※

$$-u / disa = k5 / (s^2 / k3 + k2 \times s + k1) \dots (21)$$

となる。ここで、この式(21)は、加速度外乱disaから、操作量u(換言すると、 $e=0$ としたときの補正量h)までの伝達特性を示しており、その右辺から当該伝達特性が2次のローパスフィルタ特性であることが判る。

【0113】一方、上記式(13a)より、制御量yが加速度外乱disaの影響を受けないようにするためには、

【0114】

$$【数35】 Kdr \times u + disa = 0 \dots (22)$$

が成立すればよく、その場合には加速度外乱disaは完全に抑圧されることとなる。すなわち、加速度外乱disaを完全に抑圧するためには、上記式(22)より、

【0115】

$$【数36】 -u / disa = 1 / Kdr \dots (22a)$$

とする。このとき、 $kr$ はロバストフィルタのダンピング係数であり、 $wr$ はそのカットオフ周波数(rad/sec)である。これにより、ロバストフィルタを用いて上記式(22a)を近似すると、

【0120】

☆

$$k5 \times k3 / (s^2 + k2 \times k3 \times s + k1 \times k3) = (1 / Kdr) \times R(s)$$

... (24)

そして、上記式(23)と式(24)より、

【0122】

$$【数40】 k1 \times k3 = wr^2 \dots (25)$$

$$k2 \times k3 = 2 \times kr \times wr \dots (26)$$

$$k3 \times k5 = 1 / Kdr \dots (27)$$

◇

$$k1 = wr^2 / (A \times wa^2 \times Ke) \dots (28)$$

$$k2 = 2 \times kr \times wr / (A \times wa^2 \times Ke) \dots (29)$$

$$k5 = 1 / (Kdr \times A \times wa^2 \times Ke) \dots (30)$$

従って、これまでの検討を纏めると、制御対象U(s)を示すオブザーバ5b内の内部モデルを、当該制御対象に忠実なバネマス系から慣性系に近似し、二次のローパ

\*てU(s)を消去すると、

【0107】

【数29】

$$※ 【数32】 - (Ke / k3) \times (disa / u) \times A \times wa^2 =$$

$$(s^2 / k3 + k2 \times s + k1) / k5$$

となる。ゆえに、

【0111】

$$【数33】 -u / disa = (k5 \times Ke \times A \times wa^2 / k3) /$$

$$(s^2 / k3 + k2 \times s + k1)$$

となり、この式と上記式(20)より、

【0112】

【数34】

☆が成立すればよい。

【0116】しかしながら、実際のオブザーバ5bにおいては、制御対象のモデル化の不完全性や観測ノイズ等により、上記式(22a)を完全に成立させることは不可能である。

【0117】そこで、上記式(21)に伝達特性を示すローパスフィルタであるいわゆるロバストフィルタR(s)(オブザーバ5bにおける推定の帯域を示している。)を用いて近似的に上記式(22a)を成立させる。

【0118】今、当該ロバストフィルタR(s)の伝達特性を、

30 【0119】

【数37】

$$R(s) = wr^2 / (s^2 + 2 \times kr \times wr \times s + wr^2) \dots (23)$$

☆【数38】

$$-u / disa = (1 / Kdr) \times R(s) \dots (22b)$$

となる。この式(22b)と式(21)から、

【0121】

【数39】

40◇よって、式(18)を用いて、式(25)乃至(27)のk3を消去すると、

【0123】

【数41】

スフィルタ特性を持つロバストフィルタR(s)を導入し、更に係数k1乃至k5の値を夫々上記式(28)、(29)、(19)、(20)及び(30)に示すよう

50

な値とすることにより、特にその固有振動周波数 $\omega_a$ より高い周波数範囲内で、簡易な構成でバネマス系の制御対象であるアクチュエータ1aに混入する加速度外乱 $d_{isa}$ を正確に推定可能なオブザーバ5bを実現することが可能となる。

【0124】そして、この後はオブザーバ5bから生成された補正量 $h$ を操作量 $u$ に加算して上記操作信号 $S_u$ を生成し、これによりドライブ回路8を駆動して上記駆動信号 $S_i$ を生成し、アクチュエータ1aに出力しこれを駆動することとなる。

【0125】これにより、通常のフィードバック制御のみによりアクチュエータ1aを制御する場合と比較して加速度外乱が抑圧され、精度等の制御性能を向上させることが可能となるのである。

【0126】なお、上記位相補償器 $C(s)$ の具体例としては、例えば、その補償制御としていわゆるPID制御を用いるとすると、

【0127】

【数42】 $C(s) = K_p + K_i/s + K_d \times s$

となる。ここで、 $K_p$ は比例項であり、 $K_i$ は積分項であり、 $K_d$ は微分項である。このとき、アクチュエータ1aの固有振動周波数 $\omega_a$ より低い周波数成分の外乱は位相補償器5aによりサーボ制御動作に影響の無い程度まで抑圧されることとなる。

【0128】以上説明したように、第1実施形態のオブザーバ5bの動作によれば、バネマス系の制御対象における固有振動周波数 $\omega_a$ 以上の周波数帯域において慣性系の内部モデルを用いて加速度外乱 $d_{isa}$ を推定するので、簡易な構成のオブザーバ5bを用いる場合に、二次の項以外の項をも含む特性方程式により定義される内部モデルを使用する場合に比して正確且つ迅速に外乱を推定することができる。

【0129】また、二次のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタを用いて加速度外乱 $d_{isa}$ を推定するので、フィードバック制御系において当該内部モデルの不完全制や推定ノイズ等が存在する場合においても、より正確に外乱を推定することができる。

【0130】更に、制御対象がフォーカスサーボ制御のためのアクチュエータ1aであるので、簡易且つ安価な構成でより正確に外乱を抑圧しつつ高精度でフォーカスサーボ制御におけるフィードバック制御を行うことができる。

【0131】更にまた、例えば、オブザーバ5bとして、その内部モデルの逆関数を発生させて外乱を推定する方式を用いる場合にも、本発明の構成によれば、制御対象が二次遅れ系であることに起因する微分器の使用を回避することができ、当該微分器の存在に起因するオブザーバ5bへの入力信号の高 $S/N$  (Signal/Noise) 比化(具体的には、クロックノイズ、電源ノイズ又は情報再生装置S内の他の部材からの干渉等の対策を十分施し

てからオブザーバ5bへ入力させること)を行う必要がなく、当該ノイズ対策に必要なコストを削減でき、この点でも製品化に対して有利なように構成を簡略化できることとなる。

【0132】なお、上述の第1実施形態の如くバネマス系の制御対象に印加される可能性のある外乱を慣性系の内部モデルを有するオブザーバ5bで推定して抑圧する構成によれば、図3(a)に示すように、アクチュエータ1aの固有振動周波数 $\omega_a$ より低い周波数帯域における外乱も有効に抑圧できることが実験により判明している。

【0133】また、上述の第1実施形態においては、ピックアップ1内の対物レンズに対するフォーカスサーボ制御に対して本発明を適用した場合について説明したが、これ以外に、当該対物レンズに対するトラッキングサーボ制御(具体的には、DPD(Differential Phase Detection)法や3ビーム法等を用いたトラッキングサーボ制御)に対して本発明を適用することも、上述した構成と同様にすることで可能となることは言うまでもない。

### (III) 第2実施形態

次に、本発明に係る他の実施形態である第2実施形態について、図6乃至図8を用いて説明する。

【0134】なお、図6は第2実施形態のオブザーバを示す内部ブロック線図を含むと共にピックアップ制御部PC及びアクチュエータ1aを含む制御系におけるフィードバック制御の全体を示すブロック線図であり、図7は本実施形態に係る積分器の具体的な構成を示すブロック図であり、アナログ演算による構成を図7(a)に、デジタル演算による構成を図7(b)に夫々示す。また、図8は完全積分型の積分器の具体的な構成を示すブロック図であり、アナログ演算による構成を図8(a)に、デジタル演算による構成を図8(b)に夫々示す。更に、図6において、図5に示す第1実施形態のフィードバック制御系における各制御要素と同一の制御要素については、同一の符号を用いて細部の説明は省略する。

【0135】上述の第1実施形態においては、オブザーバ5b内の各積分器を示す伝達関数を単純に $1/s$ とした場合について説明したが、第2実施形態では、オブザーバに含まれる各積分器の具体例として、当該各積分器のうち少なくとも一方を不完全積分型の積分器により構成している。

【0136】なお、図6に示すブロック線図は、各積分器の具体的な構成を示している点以外は図5に示すブロック線図と全く同一であり、第2実施形態のオブザーバとしてもその構成及び動作は第1実施形態のオブザーバ5bと全く同様であるので、以下の説明では、積分器としての構成及び動作のみ説明し、その他の説明は省略する。

【0137】第2実施形態のオブザーバにおける各積分器は、上述のように不完全積分型とされているが、より具体的には、アナログ演算により構成する場合には図7(a)に示すように夫々に演算増幅器11とコンデンサ12と二つの抵抗13及び14により構成される。一方、夫々の積分器をディジタル演算により構成する場合のブロック線図は図7(b)に示すものとなる。そして、夫々の場合の伝達関数 $K(z)$ (アナログ演算の場合)又は $K(s)$ (ディジタル演算の場合)は、

【0138】

$$【数43】 K(z) = T / (1 - K_p \times z^{-1})$$

$$K(s) = 1 / (1 + T1 \text{ (又は } T2) \times s)$$

となる。ここで、 $T$ はサンプリング周期であり、 $K_p$ は各積分器内の乗算器の係数であり、 $z^{-1}$ は具体的には、

【0139】

$$【数44】 z^{-1} = \exp(-T \times s)$$

により示される演算(すなわち、上記サンプリング周期において一サンプルタイミング分遅延させる演算)を示している。

【0140】次に、第2実施形態の如くオブザーバ内の積分器として不完全積分型の積分器を用いる利点について説明する。

【0141】一般に、図6に示すようなフィードバックサーボループをオープン状態からクローズ状態に引き込む際には、制御偏差 $e_r$ 及び操作量 $u$ は定常状態と比較してレベルの大きな信号となり、そのレベルの大きな各信号がオブザーバに入力されることとなる。この時、当該オブザーバ内の積分器に完全積分型を用いると、特に低周波数領域において当該完全積分型の積分器に用いられている演算増幅器が飽和してしまうこととなる。

【0142】ここで、当該完全積分型の積分器としては、具体的には、アナログ演算により構成する場合には図8(a)に示すように夫々演算増幅器15とコンデンサ16と抵抗17により構成される。一方、夫々の積分器をディジタル演算により構成する場合のブロック線図は図8(b)に示すものとなる。そして、夫々の場合の伝達関数 $K'(z)$ (アナログ演算の場合)又は $K'(s)$ (ディジタル演算の場合)は、

【0143】

$$【数45】 K'(z) = T / (1 - z^{-1})$$

$$K'(s) = 1 / (T1 \text{ (又は } T2) \times s)$$

となるものが考えられる。

【0144】一方、近年、特に電池駆動の製品において、電源の単電源化や低電圧化に対する要求があり、これにより演算増幅器の出力信号におけるダイナミックレンジを確保するのが困難になってきており、この場合も演算増幅器の飽和を避けることが重要な課題となっている。

【0145】そこで、第2実施形態として示した如く、オブザーバ内の積分器に不完全積分型を用いることで低

周波数領域における利得を制限することにより、当該演算増幅器の飽和を避けることが可能となる。

【0146】他方、当該演算増幅器が飽和すると、一般に正確な補正量 $h$ が得られなくなるという問題点があり、外乱抑圧特性が劣化するばかりでなく、最悪の場合、オブザーバにより生成される不正確な補正量 $h$ に起因してフォーカスサーボ制御そのものがその機能を停止してしまう場合もあり得る。

【0147】この問題点を回避するために、フォーカスサーボが安定した後にオブザーバからの補正量 $h$ を加算する方法も考えられる。しかしながら、フォーカスサーボの引き込みのときこそ、外乱を抑圧して速やかにサーボ制御系を安定化させるべきであり、このときにオブザーバによる外乱抑圧性能を発揮させるべきである。よって、この矛盾する課題を共に解決するには、オブザーバ内の積分器に不完全積分型の積分器を用いて演算増幅器の飽和を避けることが必要となるのである。

【0148】以上説明したように、第2実施形態のオブザーバの動作によれば、第1実施形態のオブザーバ5bの効果に加えて、オブザーバ内の内部モデルを構成する二つの積分器として少なくとも一つの不完全積分型の積分器を用いるので、完全積分型の積分器を用いる場合に比してフィードバック制御系の過渡特性を更に向上させることができる。

#### (IV) 第3実施形態

次に、本発明に係る他の実施形態である第3実施形態について、図9乃至図11を用いて説明する。

【0149】上述した第1及び第2実施形態においては、オブザーバを含むアナログ演算器群をアナログ的に動作させる場合について説明したが、第3実施形態では、上記アナログ演算器群に代えてディジタル的に処理を行うDSP(Digital Signal Processor)を用いてオブザーバとしての処理を行わせる。

【0150】先ず、第3実施形態に係るピックアップ制御部の構成について、図9を用いて説明する。

【0151】なお、図9は第3実施形態に係るピックアップ制御部の概要構成を示すブロック図である。

【0152】図9に示すように、第3実施形態の情報再生装置におけるピックアップ制御部PC'は、上記第1又は第2実施形態のピックアップ制御部PCにおけるフォーカスエラー検出器2、減算器3、目標値発生器4及びドライブ回路8に加えて、A/D変換器20と、制御手段としてのDSP21と、RAM22と、ROM23と、D/A変換器24と、により構成されている。

【0153】このとき、DSP21内には、位相補償器21a及び外乱推定手段としてのオブザーバ21bが含まれているが、当該位相補償器21a及びオブザーバ21bは、ROM23内に格納されている制御プログラムに基づいてDSP21が動作することにより当該DSP21の機能として実現されるものである。このとき、当

10

20

30

40

50

該オブザーバ21b及び位相補償器21aを夫々独立した回路として実現してもよい。

【0154】次に、概要動作を説明する。

【0155】先ず、ピックアップ1は、第1又は第2実施形態の場合と同様に、トラッキングサーボ制御及び駆動信号Siに基づくフォーカスサーボ制御を行いつつ光ディスクDKにおける情報記録面に対して光ビームBを照射し、その反射光に基づいて検出信号Sppを生成し、フォーカスエラー検出器2へ出力する。このとき、当該アクチュエータ1aが後述するブロック線図における制御対象U(s)に相当する。

【0156】次に、フォーカスエラー検出器2は、検出信号Sppに基づいてフォーカスエラー信号Sfeを生成し、減算器3の一方の端子に出力する。

【0157】これと並行して、目標値発生器4は、上記目標値信号Srefを生成して出力する。

【0158】そして、減算器3は、目標値信号Srefの値からフォーカスエラー信号Sfeの値を減算して得られる光ビームBの集光位置に関する位置偏差(制御偏差erに相当する。)を示す偏差信号Serを生成し、A/D変換器20へ出力する。

【0159】これにより、A/D変換器20は、偏差信号Serをアナログ信号からデジタル信号に変換し、デジタル化偏差信号Sedig(このデジタル化偏差信号Sedigが後述するブロック線図におけるデジタル化制御偏差edigに相当する。)を生成してDSP21へ出力する。このとき、当該A/D変換器20の変換感度(すなわち、位置偏差における単位偏差に対応するデジタル値)が後述するブロック線図におけるA/D変換器20の変換感度Kad(digit/m)となる。

【0160】次に、DSP21は、デジタル化偏差信号Sedigに基づいた後述する位相補償器21a及びオブザーバ21bのデジタル的な動作により、ドライブ回路8を駆動するための操作信号Suを生成してD/A変換器24へ出力する。このとき、当該DSP21は、ROM23内に予め格納されている制御プログラムをロム信号Sroとして読み出しつつ当該制御プログラムに基づいて上記位相補償器21a及びオブザーバ21bとして\*

$$U(s) = A \times wa^2 / (s^2 + 2 \times k \times wa \times s + wa^2) \quad \dots (8)$$

となる。

【0168】次に、アクチュエータ1aのゲイン定数をKqとし、アクチュエータ1aの1次係数をK1とし、アクチュエータ1aの2次係数をK2として当該アクチュエータ1aの伝達関数をデジタル系に変換すると、

【0169】

【数47】

$$U_n(z) = Kq / (1 + K1 \times z^{-1} + K2 \times z^{-2})$$

となる。

【0170】一方、制御量yは、次式に従い、A/D変換器20からデジタル化偏差信号Sedig(デジタル

\*の機能を発揮する。更に、この機能発揮のために必要なデータは、ラム信号Sraとして一時的にRAM22に格納されつつ用いられる。

【0161】これにより、D/A変換器24は、操作信号Suをデジタル信号からアナログ信号に変換し、アナログ操作信号Sauを生成してドライブ回路8に出力する。このとき、当該D/A変換器24の変換感度(すなわち、一デジタル値に対応する電圧値)が後述するブロック線図におけるD/A変換器24の変換感度Kda(Volt/digit)となる。

【0162】そして、ドライブ回路8は、電圧信号であるアナログ操作信号Sauを増幅すると共にその電圧値に対応する電流値を有する駆動信号Si(駆動電流i)を生成し、アクチュエータ1aに出力してこれを駆動して対物レンズを移動させる。

【0163】次に、上述した構成を有するピックアップ制御部PC'及びアクチュエータ1aを含む制御系における本発明に係るフィードバック制御について、図10及び図11を用いて説明する。

【0164】なお、図10はオブザーバ21bにおける外乱推定処理を示すフローチャートであり、図11はオブザーバを示す内部ブロック線図を含むと共にピックアップ制御部PC'及びアクチュエータ1aを含む制御系におけるフィードバック制御の全体を示すブロック線図である。また、図11において、図5に示す第1実施形態のフィードバック制御系における各制御要素と同一の制御要素については、同一の符号を用いて細部の説明は省略する。

【0165】先ず、第3実施形態においては、制御対象U(s)はアクチュエータ1aであるので、制御量yは当該アクチュエータ1aにより移動される対物レンズの情報記録面に垂直な方向の位置となる。

【0166】今、第1又は第2実施形態の場合と同様に当該アクチュエータ1aの伝達関数を2次遅れ系に近似して求めると、

【0167】

【数46】

40 化制御偏差edig)として出力される。すなわち、上記フォーカスエラー検出器2におけるエラー信号検出感度としての位置検出感度をKeとし、更に、A/D変換器20における変換感度をKad(digit/Volt)とすると、

【0171】

$$\text{【数48】 } ref - y \times Ke = er$$

$$Kad \times er = edig$$

となる。

【0172】次に、オブザーバ21bの構成及び動作について図10及び図11を用いて説明する。

【0173】当該オブザーバ21bにおいては、先ず、

現サンプルタイミングにおける補正量 $h$ を、デジタル化制御偏差 $edig$ と一サンプルタイミング前の状態変数 $eh1$ とを用いて、以下のように演算する(ステップS1)

【0174】

【数49】  $buf = edig + eh1$

$h = k5d \times buf$

ここで、 $k5d$ は第1又は第2実施形態における係数 $k5$ をデジタル化した係数であり、 $buf$ はステップS1の演算に用いられる図示しないレジスタの値である。

【0175】このとき、当該補正量 $h$ 内に、上記加速度外乱 $disa$ が含まれていることとなる。

【0176】次に、上記算出された現サンプルタイミングの補正量 $h$ と、デジタル化制御偏差 $edig$ とを用いて、以下の式により現サンプルタイミングにおけるデジタル化操作量 $ud$ を算出し、操作信号 $Su$ としてD/A変換器24へ出力する(ステップS2)。

【0177】

【数50】  $ud = edig \times C(z) + h$

ここで、 $C(z)$ は位相補償器21aの伝達関数であり、当該 $C(z)$ の具体例としては、例えば、

【0178】

【数51】  $C(z) = Kp + Ki / (1 - z^{-1}) + Kd \times (1 - z^{-1})$

が考えられる。ここで、 $Kp$ は比例項であり、 $Ki$ は積分項であり、 $Kd$ は微分項であり、「 $\times z^{-1}$ 」で示される演算は一サンプルタイミング前の量を取得する演算(すなわち、 $\exp(-s \times T)$ ( $T$ はサンプリング周期))で示される演算であり、上式の場合は、一サンプルタイミング前の変数を利用して積分項又は微分項を取得するときに必要となる演算)である。

【0179】そして、最後に、ステップS1で取得したレジスタの値 $buf$ と、現サンプルタイミングのデジタル化操作量 $ud$ とを用いて、現サンプルタイミングのオブザーバ内部の上記状態変数を演算し、これを $eh1$ として次のサンプルタイミングにおける演算に用いるために保存する(ステップS3)。

【0180】

【数52】  $eh1 = [ \{ (ud \times k4d - buf \times k1d) \times T / (1 - Kp1 \times z^{-1}) \} - buf \times k2d ] \times k3d \times T / (1 - Kp2 \times z^{-1})$

ここで、 $k1d$ 、 $k2d$ 、 $k4d$ 及び $k3d$ は第1又は第2実施形態における係数 $k1$ 、 $k2$ 、 $k4$ 及び $k3$ を夫々デジタル化した係数であり、D/A変換器24における変換感度を $Kda$ (Volt/digit)とすると、

【0181】

【数53】  $k1d = w r^1 / (A \times wa^2 \times Ke \times Kad)$

$k2d = 2 \times k r \times w r / (A \times wa^2 \times Ke \times Kad)$

$k5d = 1 / (Xdr \times Kda \times A \times wa^2 \times Ke \times Kad)$

$k4d = Kda \times Kdr$

$k3d = A \times wa^2 \times Ke \times Kad$

であり、更に $Kp1$ 及び $Kp2$ は不完全積分のための極を指定する係数( $0 < Kp1, Kp2 < 1$ )である。

【0182】この後は、上記デジタル化操作量 $ud$ をD/A変換器24によりアナログ化してアナログ操作信号 $Sau$ を生成し、これによりドライブ回路8を駆動して上記駆動信号 $Si$ を生成し、アクチュエータ1aに出力してこれを駆動することとなる。

【0183】ここで、上記ステップS1として、現サンプルタイミングの補正量 $h$ を一サンプルタイミング前の状態変数 $eh1$ を用いて演算したが、この理由について次に説明する。

【0184】正確な制御のためには、本来は現サンプルタイミングの状態変数を用いて現サンプルタイミングの補正量 $h$ を演算すべきであるが、この現サンプルタイミングの状態変数は上記ステップS3まで演算が終了して初めて得られる値であり、上記ステップS1の段階では未決定数であるので補正量 $h$ の演算には用いることができない。そこで、状態変数としては一サンプルタイミング間では急激にその値が変化しないことを前提として一サンプルタイミング前の状態変数 $eh1$ を現サンプルタイミングの状態変数の代用として用いているのである。

【0185】換言すれば、サンプリング周波数がフィードバック制御系のサーボ帯域と比較して十分に高ければ一サンプルタイミングの遅れは問題とはならないことを利用して一サンプルタイミング前における状態変数 $eh1$ を現サンプルタイミングの状態変数の代用としているのである。

【0186】なお、上述した第3実施形態においては、上記目標値 $ref$ をアナログ信号として印加する構成について説明したが、これ以外に、当該目標値 $ref$ を予めA/D変換した後にデジタル値として以下のように印加しても良い。

【0187】

【数54】  $y \times Ke = er$

$ref - Kad \times er = edig$

また、上述した第3実施形態においては、D/A変換器24により操作信号 $Su$ をアナログ操作信号 $Sau$ に変換する構成を示したが、これ以外に、PWM(Pulse Width Modulation)回路等により操作信号 $Su$ からアナログ操作信号 $Sau$ を生成するように構成することもできる。

【0188】更に、上述の第3実施形態においては、ピックアップ1内の対物レンズに対するフォーカスサーボ制御に対して本発明を適用した場合について説明したが、これ以外に、当該対物レンズに対するトラッキングサーボ制御に対して本発明を適用することも、第3実施形態の場合と同様にすることで可能となることは言うまでもない。

【0189】更にまた、位相補償器を上記第1実施形態の如くアナログ回路により構成し、一方オブザーバを上

記第3実施形態の如くデジタル回路により構成してもよく、本発明は、アナログ回路又はデジタル回路に限らず種々の変形が可能である。

【0190】

【発明の効果】以上説明したように、請求項1に記載の発明によれば、二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む制御対象における少なくとも固有振動周波数以上の周波数帯域において二次の項のみを含む特性方程式により定義される演算の簡単な内部モデルを用いて外乱を推定するので、簡易な構成の外乱推定手段を用いる場合に、二次の項以外の項をも含む特性方程式により定義される内部モデルを使用する場合に比して正確且つ迅速に外乱を推定することができる。

【0191】従って、簡易な構成を有する外乱推定手段を用いて安価且つ簡便にサーボ制御装置を構成し、当該サーボ制御装置を用いて外乱を抑圧しつつ上記した制御対象をフィードバック制御する場合でも、正確且つ迅速に外乱を推定して正確に制御対象をサーボ制御することができる。

【0192】請求項2に記載の発明によれば、請求項1に記載の発明の効果に加えて、外乱推定手段内の内部モデルを構成する積分手段として不完全積分型の積分手段を用いるので、完全積分型の積分手段を用いる場合に比してフィードバック制御系の過渡特性を更に向上させることができる。

【0193】請求項3に記載の発明によれば、請求項1又は2に記載の発明の効果に加えて、二次以上のローパスフィルタ特性を有するロバストフィルタ手段を用いて外乱を推定するので、フィードバック制御系において当該内部モデルの不完全性や推定ノイズ等が存在する場合においても、より正確に外乱を推定することができる。

【0194】請求項4に記載の発明によれば、請求項1から3のいずれか一項に記載の発明の効果に加えて、デジタル的に外乱を推定するに当たり、現サンプルタイミングにおいてデジタル化された操作量と、現サンプルタイミングにおいてデジタル化された制御偏差と、一サンプルタイミング前の状態変数とに基づいて現サンプルタイミングの外乱を推定するので、より正確に外乱を推定することができる。

【0195】請求項5に記載の発明によれば、請求項1から4のいずれか一項に記載の発明の効果に加えて、制御対象が、トラッキングサーボ制御手段又はフォーカスサーボ制御手段のうち少なくともいずれか一方であるので、簡易且つ安価な構成でより正確に外乱を抑圧しつつ高精度でトラッキングサーボ制御又はフォーカスサーボ制御におけるフィードバック制御を行うことができる。

【0196】請求項6に記載の発明によれば、二次の項、一次の項及び零次の項を少なくとも含む制御対象における少なくとも固有振動周波数以上の周波数帯域において二次の項のみを含む特性方程式により定義される演

算の簡単な内部モデルを用いて外乱を推定するので、サーボ制御方法内に簡易な構成の外乱推定工程を含む場合に、二次の項以外の項をも含む特性方程式により定義される内部モデルを使用する場合に比して正確且つ迅速に外乱を推定することができる。

【0197】従って、簡易な構成の外乱推定工程により簡便にサーボ制御方法を構成し、当該サーボ制御方法を用いて外乱を抑圧しつつ上記した制御対象をフィードバック制御する場合でも、正確且つ迅速に外乱を推定して正確に制御対象をサーボ制御することができる。

【0198】請求項7に記載の発明によれば、請求項6に記載の発明の効果に加えて、外乱推定工程において用いられる内部モデルを実現する二つの積分工程として不完全積分型の積分工程を用いるので、完全積分型の積分工程を用いる場合に比してフィードバック制御系の過渡特性を更に向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の原理を説明する図(1)であり、

(a)はバネマス系の制御対象及び慣性系の制御対象の利得-周波数特性を示す図であり、(b)はそれらの位相-周波数特性を示す図である。

【図2】本発明の原理を説明する図(II)であり、

(a)は制御対象及びオブザーバの内部モデルを共に慣性系とした場合の外乱から制御偏差までの間の利得-周波数特性を示す図であり、(b)はその位相-周波数特性を示す図である。

【図3】本発明の原理を説明する図(III)であり、

(a)は制御対象をバネマス系としオブザーバの内部モデルを慣性系の内部モデルとした場合の外乱から制御偏差までの間の利得-周波数特性を示す図であり、(b)はその位相-周波数特性を示す図である。

【図4】第1実施形態の情報再生装置の概要構成を示すブロック図である。

【図5】第1実施形態の制御系の構成を示すブロック線図である。

【図6】第2実施形態の制御系の構成を示すブロック線図である。

【図7】第2実施形態の積分器の構成を示す図であり、

(a)はアナログ演算による構成を示すブロック図であり、(b)はデジタル演算による構成を示すブロック線図である。

【図8】完全積分型の積分器の構成を示す図であり、

(a)はアナログ演算による構成を示すブロック図であり、(b)はデジタル演算による構成を示すブロック線図である。

【図9】第3実施形態の情報再生装置の概要構成を示すブロック図である。

【図10】第3実施形態のオブザーバの処理を示すフローチャートである。

【図11】第3実施形態の制御系の構成を示すブロック



線図である。

【図12】従来のオブザーバを用いた制御系の構成を示すブロック線図である。

【符号の説明】

- 1…ピックアップ
- 1a…アクチュエータ
- 2…フォーカスエラー検出器
- 3…減算器
- 4…目標値発生器
- 5…アナログ演算器群
- 5a、21a…位相補償器
- 5b、21b…オブザーバ
- 8…ドライブ回路
- 9…I-V変換器
- 10…スピンドルモータ
- 11、15…演算増幅器
- 12、16…コンデンサ
- 13、14、17…抵抗

\* 20…A/D変換器

21…DSP

22…RAM

23…ROM

24…D/A変換器

S…情報再生装置

B…光ビーム

DK…光ディスク

PC、PC'…ピックアップ制御部

10 SC…スピンドル制御部

Ser…偏差信号

Spp…検出信号

Sref…目標値信号

Sfe…フォーカスエラー信号

Su…操作信号

Si…駆動信号

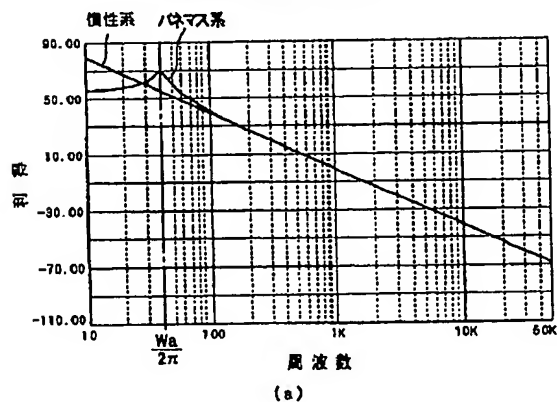
Sau…アナログ操作信号

\* Sediq…デジタル化偏差信号

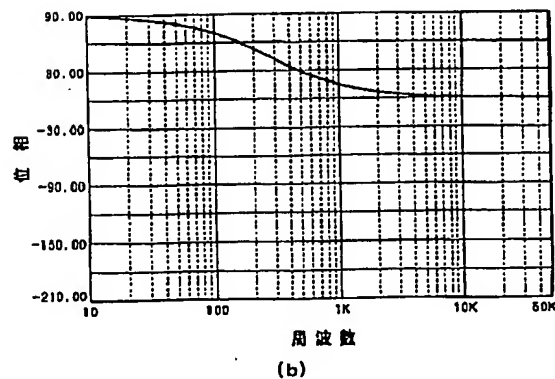
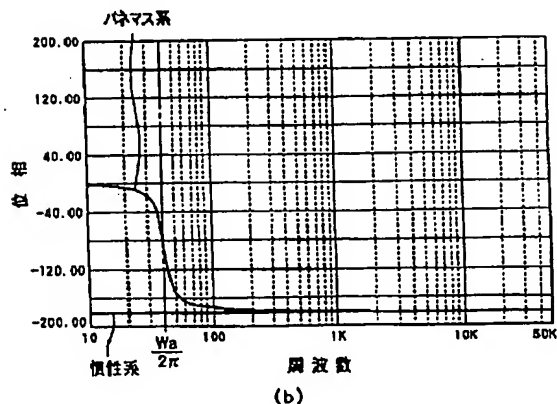
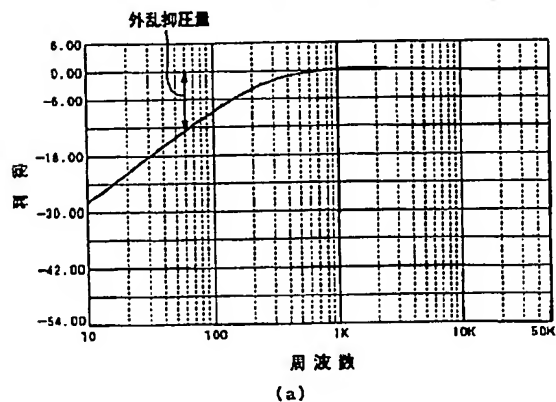
【図1】

【図2】

本発明の原理を説明する図(1)

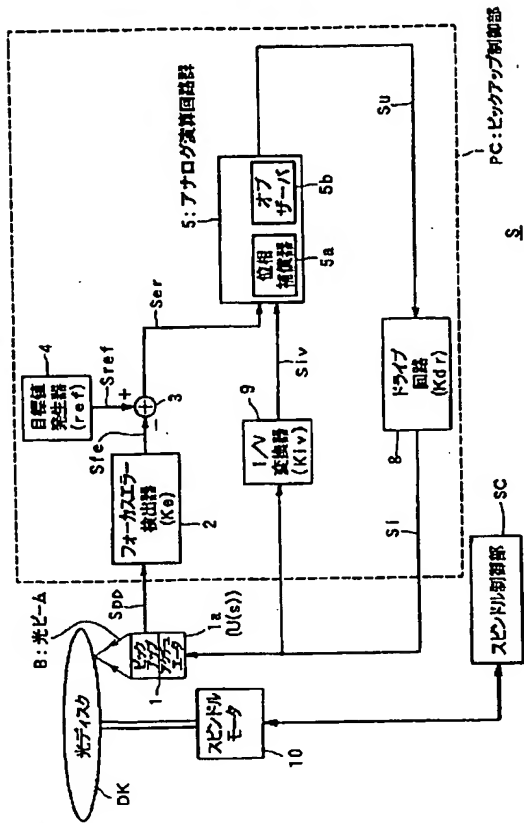


本発明の原理を説明する図(2)



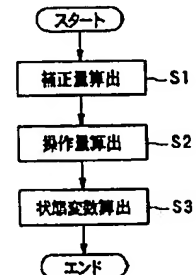
【図4】

第1 実施形態の情報再生装置の概要構成を示すブロック図



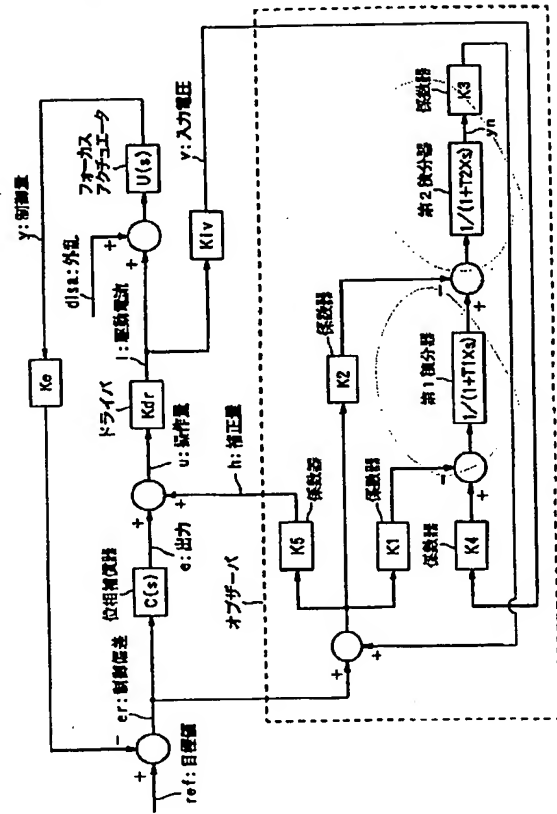
【圖 10】

### 第3実施形態のオブザーバの処理を示すフローチャート



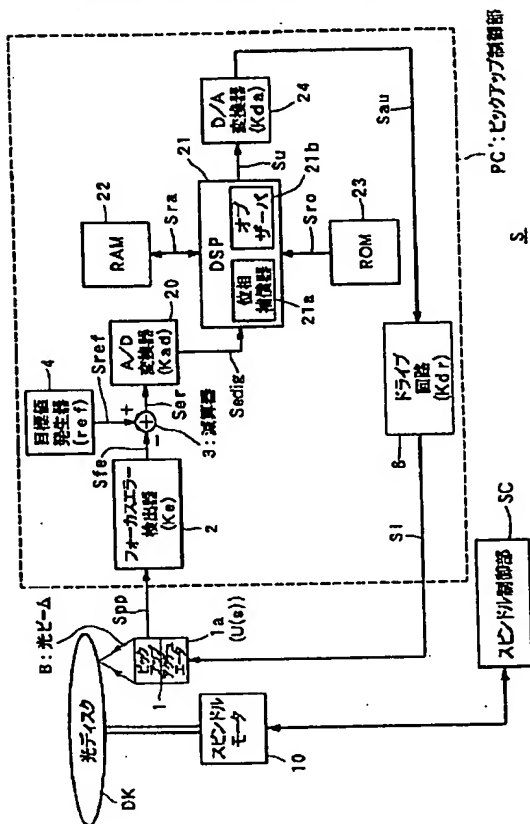
【圖 6】

第2 実施形態の制御系の構成を示すブロック線図



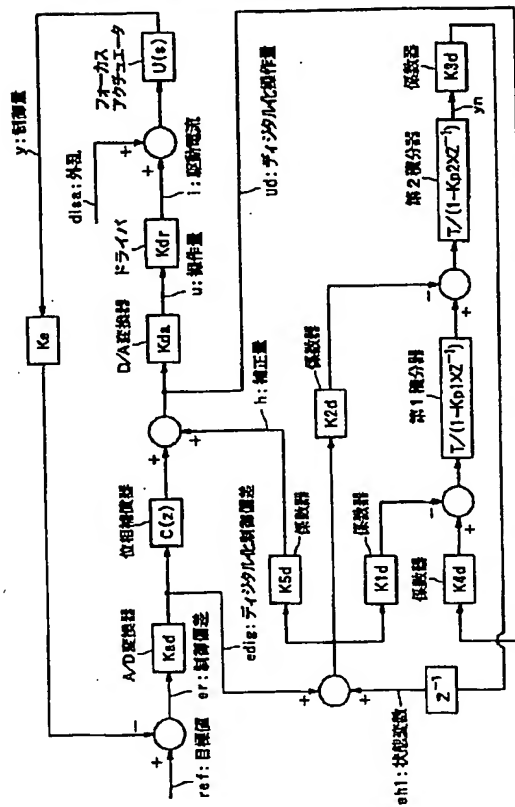
【図9】

第3実施形態の情報再生装置の概要構成を示すブロック図



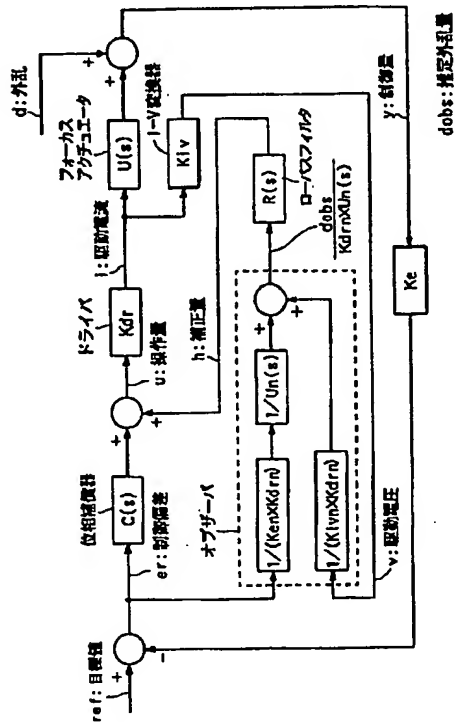
【図11】

第3実施形態の制御系の構成を示すブロック図



【図12】

従来のオブザーバを用いた制御系の構成を示すブロック線図



フロントページの続き

(51)Int.Cl.

H02P 5/00

識別記号

FI

H02P 5/00

テーマコード(参考)

X

F ターム(参考) 5D096 AA05 EE10 HH01 HH06 HH18  
 KK12  
 5D118 AA24 BA01 CA04 CA11 CA13  
 CD02 CD03  
 5H004 GA07 GB09 HA07 HB07 JB22  
 KB02 KB04 KB06 KB23 KB27  
 MA05 MA06 MA12 MA42 MA43  
 5H303 AA22 BB01 BB06 CC03 DD01  
 GG11 HH01 KK03 KK11 LL02  
 5H550 AA10 BB10 DD01 FF03 GG01  
 JJ02 JJ16 JJ22 JJ25

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**